

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2001-196978

(43)Date of publication of application : 19.07.2001

(51)Int.Cl. H04B 3/06
 H01Q 3/24
 H01Q 3/26
 H03H 17/00
 H03H 17/06
 H03H 21/00
 H04B 7/005
 H04B 7/08
 H04B 7/12
 H04L 27/38
 H04L 27/01

(21)Application number : 2000-006170

(71)Applicant : HITACHI KOKUSAI ELECTRIC INC

(22)Date of filing : 11.01.2000

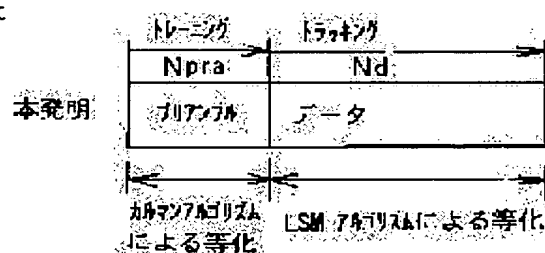
(72)Inventor : IDE TERUJI

(54) ADAPTIVE EQUALIZATION SYSTEM, DIVERSITY RECEPTION SYSTEM, AND ADAPTIVE EQUALIZER**(57)Abstract:**

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide an effective adaptive equalization system that can enhance transmission efficiency and reduce an arithmetic amount by equalization processing.

SOLUTION: A tap coefficient update control circuit 12 updates tap coefficients $F_0(t)$ – $F_j(t)$, $B_1(t)$ – $B_k(t)$ of an adaptive equalizer. The initial value of each coefficient at reception of a training signal is adjusted by using the Kalman algorithm having a fast converging speed. The LMS algorithm requiring less arithmetic amount is employed for the reception of an information signal to update each tap coefficient by using the difference between the received signal and its discrimination value for an estimated error so as to track fluctuations in the transmission line.

図 3



(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2001-196978

(P2001-196978A)

(43) 公開日 平成13年7月19日 (2001.7.19)

(51) Int.Cl. ⁷	識別記号	F I	テーマコード* (参考)
H 0 4 B 3/06		H 0 4 B 3/06	C 5 J 0 2 1
H 0 1 Q 3/24		H 0 1 Q 3/24	5 J 0 2 3
3/26		3/26	Z 5 K 0 0 4
H 0 3 H 17/00	6 0 1	H 0 3 H 17/00	6 0 1 C 5 K 0 4 6
17/06	6 3 5	17/06	6 3 5 B 5 K 0 5 9
審査請求 未請求 請求項の数 5 O L (全 12 頁) 最終頁に続く			

(21) 出願番号 特願2000-6170(P2000-6170)

(22) 出願日 平成12年1月11日 (2000.1.11)

(71) 出願人 000001122

株式会社日立国際電気

東京都中野区東中野三丁目14番20号

(72) 発明者 井手 輝二

東京都中野区東中野三丁目14番20号 国際

電気株式会社内

(74) 代理人 100059269

弁理士 秋本 正実

最終頁に続く

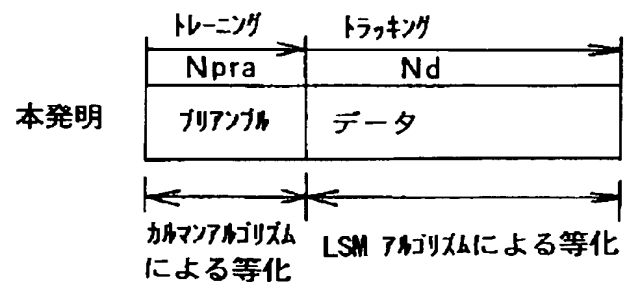
(54) 【発明の名称】 適応等化方式及びダイバーシチ受信方式並びに適応等化器

(57) 【要約】

【課題】 伝送効率の向上及び等化处理による演算量の低減を達成する効果的な適応等化方式の提供にある。

【解決手段】 タップ係数更新制御回路12は適応等化器のタップ係数 $F_i(t) \sim F-j(t)$ 、 $B_i(t) \sim B_k(t)$ を更新する。トレーニング信号受信時の各係数の初期値は収束速度の早いカルマンアルゴリズムにより調整し、情報信号受信時には演算量を少なくするLMSアルゴリズムにより受信信号とその判定値との差を推定誤差として各タップ係数を更新し伝送路の変動を追従させる。

【図3】



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 受信波を適応等化器を用いて適応等化処理する適応等化方式において、受信波のトレーニング信号受信時には、上記適応等化器の各係数の初期値を一定の各符号期間毎にカルマンアルゴリズムによって自動調整し、情報信号受信時には、上記適応等化器の各係数を最小 2 乗平均アルゴリズムによって自動調整することを特徴とする適応等化方式。

【請求項 2】 短波帯の 2 つ以上の周波数あるいは空間的に互に異なる受信波で、該異なる受信波が同一のデータで変調されてデータ伝送信号として常時送出される電波の、最適なものを選択して受信するダイバーシチ受信装置と、該受信波のトレーニング信号受信時は各係数の初期値を一定の各符号期間毎にカルマンアルゴリズムによって自動調整し、情報信号受信時は各係数を最小 2 乗平均アルゴリズムによって自動調整することにより適応等化処理をする適応等化器と、該適応等化出力の多値ディジタル変調波を復調して情報信号及びトレーニング信号からなる復調出力を得る復調回路とからなることを特徴とするダイバーシチ受信方式。

【請求項 3】 受信波を適応等化器を用いて適応等化処理をする適応等化方式において、上記適応等化は、カルマンアルゴリズムを用いて受信波の伝送路の特性の推定及び送信信号の推定を行ない、該伝送路の特性の推定と送信信号の推定とを交互に行なうことにより等化及び情報信号の推定を行なうものであることを特徴とする適応等化方式。

【請求項 4】 短波帯の 2 つ以上の周波数あるいは空間的に互に異なる受信波で、該異なる受信波が同一のデータで変調されてデータ伝送信号として常時送出される電波の、最適なものを選択して受信するダイバーシチ受信装置と、カルマンアルゴリズムを用いて上記受信波の伝送路の特性の推定及び送信信号の推定を行ない、該伝送路の特性の推定と送信信号の推定とを交互に行なうことにより等化及び情報信号の推定を行なう適応等化器と、該適応等化出力の多値ディジタル変調波を復調して情報信号の復調出力を得る復調回路とからなることを特徴とするダイバーシチ受信方式。

【請求項 5】 カルマンアルゴリズムを用いて受信波の伝送路の特性の推定を行なう適応等化器において、送信局と受信局の位置関係、日時、により定められた伝送路の特性の係数初期値を予じめ記憶し、該記憶した初期値を一定周期毎に読み出し係数の初期値として与えるメモリを備えたことを特徴とする適応等化器。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、主として短波回線において、フェージングの多い伝送路によってデータ伝送を行う場合の、ダイバーシチ受信装置を用いて受信し、適応等化器を用いて多値ディジタル変調波を復調す

る適応等化方式及びダイバーシチ受信方式に関するものである。

【0002】

【従来の技術】 従来、電離層の反射等により伝送路にフェージングの影響が多い短波回線等において良好な受信品質を確保する技術としてダイバーシチが知られている。ダイバーシチの具体的実現方法には、周波数ダイバーシチや空間ダイバーシチ等がある。短波帯で放送形式による多数の送信波が同一のデータで変調された信号をその時点の回線状態により適宜選択して受信することが必要な場合に、このようなダイバーシチ技術は有効である。

【0003】 一方、データのディジタル伝送方式は種々の方式が実用化されており、最近では伝送効率を高めるため 16 QAM 方式にはじまる多値ディジタル変調方式の開発実用化が進められている。多値ディジタル変調方式は、高能率な情報伝送が可能ではあるが、伝送系のフェージングなどによる各種歪に対して非常に弱くなり、伝送路のフェージング対策は深刻なものとなる。

【0004】 この対策として、適応等化器（トランスバーサル形等化器等）による適応等化処理が有効な手段として知られており、現在では多種ディジタル変調方式のような高能率伝送システムには常備されつつある。

【0005】 図 1 は、ダイバーシチ受信装置を用いた受信方式のブロック図で、図において、1a、1b はアンテナ、2a、2b はアンテナに接続された受信機、3 は両受信機 2a、2b からの電界強度の出力を比較する比較回路、4 は比較回路 3 の出力信号によって受信機 2a、2b の出力信号のどちらかを選択するスイッチ回路、5 は適応等化器、6 はディジタル変調用復調器である。

【0006】 以上において、アンテナ 1a、1b によって受信された受信波は、それぞれ受信機 2a、2b によって高周波増幅、周波数変換、中間周波増幅等の受信処理が行われ、その出力信号はスイッチ回路 4 に送られる。また、それぞれの受信波は、受信機 2a、2b によって受信電界強度が検出され、検出信号は比較回路 3 に送られる。比較回路 3 ではそれぞれの受信波の電界強度検出信号を比較、判定し、判定結果に応じた信号をスイッチ 4 に送出する。スイッチ 4 では電界強度の強い方の受信波を比較回路 3 の出力信号に従って選択し、その選択受信波を適応等化器 5 へ送出する。

【0007】 一般に伝送路は短波等ではフェージング等により歪みを伴ない、データ伝送用としては大きな遅延歪みを含んでおり、復調後のベースバンド信号での符号間干渉の要因となっているので、これを補償するために適応等化器を用いて等化することが必要である。適応等化器は、受信側ベースバンド信号に適用するトランスバーサル形等化器が代表的である。この適応等化器は伝送路の特性の変動が比較的小さい場合には受信信号を利用

して等化器の係数を自動的に調整することが可能であるが、伝送路の変動が大きい場合には、トレーニング信号などを用いてタップ利得を再調整することが必要となってくる。

【0008】図2は、トランスバザール形等化器を2台使用した判定帰還形適応等化器(DFE)の例である。この判定帰還形適応等化器は等化器部と制御部から構成され、図に示すように、レジスタ7-1f~7-jfは中央のタップ $F_o(t)$ からみて未来のデータを合成するためのレジスタ、7-1a~7-kaは過去のデータを合成するためのレジスタ、乗算器8-1f~8-jfは未来のデータを合成するためのタップ係数 $F-1$

(t)~ $F-j(t)$ と入力信号 $y(t+T) \sim y(t+jT)$ を乗算するための乗算器、乗算器8-1a~8-kaは過去のデータを合成するためのタップ係数 $B_1(t) \sim B_k(t)$ と判定回路10の出力数1もしくはトレーニング信号発生器13からの出力数2すなわち参照信号数3を乗算するための乗算器、加算器9は各乗算器8-1f~8-jf、8-1a~8-kaの出力を加算増幅して等化出力を得る加算増幅器で、以上により等化器部が構成される。乗算器8-1f~8-jf、8-1a~8-kaのタップ係数を制御部で自動制御するが、制御部の構成において、10は判定回路で等化出力 $Z(t)$ を理想値の判定値で判定する。加算(減算)器11は推定誤差 $e(t)$ を算出するもので、等化器からの出力 $Z(t)$ を判定回路10の出力数1から減算し、減算結果の数4を出力する。タップ係数更新制御回路12は推定誤差 $e(t)$ の2乗平均値数5が最小となるように各タップ係数 $F_o(t) \sim F-j(t)$ 、 $B_1(t) \sim B_k(t)$ を更新する。

【0009】

【数1】

$$[\text{数1}] \quad \hat{a}(t)$$

【0010】

【数2】

$$[\text{数2}] \quad a(t)$$

【0011】

【数3】

$$[\text{数3}] \quad a^*(t-T) \sim a^*(t-kT)$$

【0012】

【数4】

$$[\text{数4}] \quad e(t) = \hat{a}(t) - Z(t)$$

$$[\text{数10}] \quad \mathbf{y}(t) = [\mathbf{y}(t+jT), \mathbf{y}(t+(j-1)T), \dots, \mathbf{y}(t), a^*(t-Ts), \dots, a^*(t-kTs)]^T$$

【0023】

$$[\text{数11}] \quad \mathbf{C}(t) = [F-j(t), F-j+1(t), \dots, F0(t), \dots, Bk(t)]^T$$

【0024】

【数12】

* 【0013】

【数5】

$$[\text{数5}] \quad E[2^2(t)]$$

【0014】適応等化処理は、例えば、伝送路によって遅延歪が発生した場合は、直接波が遅延波より大きい場合(最小位相条件)、等化器は入力信号 $y(t)$ の直接波成分のみを抽出し、 $y(t-T)$ の直接波成分によって $y(t)$ の遅延波成分を打ち消すように動作する。以下フィードバックタップを増やし、順次打ち消すことにより等化動作が行われる。逆に遅延波が直接波より大きい場合(非最小位相条件)は、 $y(t+T)$ の遅延波成分のみを抽出し、 $y(t+2T)$ の遅延波成分によって $y(t-T)$ の直接波成分を打ち消すように動作する。以下同様にフィードフォワードタップを増やし、順次打ち消すことにより等化動作を行う。

【0015】タップ係数更新制御回路12ではカルマンアルゴリズムあるいは再帰最小2乗アルゴリズム(RLSアルゴリズム)などによりタップ係数を自動的に更新する。このようなアルゴリズムによる等化動作はタップ利得の初期化を行う初期引き込み過程と、初期化されたタップ係数を伝送路変動に応じて更新するトラッキング過程に分けることができる。

【0016】ここではカルマンアルゴリズムによる方法について説明する。時刻 $t = hTs$ (Ts ; シンボルレート)における等化出力 $Z(t)$ 、推定誤差 $e(t)$ 、タップ入力ベクトル数6をそれぞれ Z_n 、 e_n 、数7、数8、タップ係数ベクトル数9を、

【0017】

【数6】

$$[\text{数6}] \quad \mathbf{y}(t)$$

【0018】

【数7】

$$[\text{数7}] \quad \bar{a}_n$$

【0019】

【数8】

$$[\text{数8}] \quad \mathbf{y}_n$$

【0020】

【数9】

$$[\text{数9}] \quad \mathbf{C}(t)$$

【0021】数10、数11、数12とすると、

【0022】

【数10】

※ ※ 【数11】

$$[\text{数11}] \quad \mathbf{C}(t) = [F-j(t), F-j+1(t), \dots, F0(t), \dots, Bk(t)]^T$$

$$\begin{aligned} \text{【数12】 } Z(t) &= \sum_{i=1}^5 F_i(t)y(t-iT) + \sum_{i=1}^5 B_i(t) a^*(t-iTs) \\ &= C^T(t) \psi(t) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &* \text{【0029】} \\ &\text{【数15】} \\ &\text{【数15】} \end{aligned}$$

【0025】等化出力 Z_n および推定誤差 e_n は、数13、数14で与えられる。

【0026】

【数13】

$$\text{【数13】 } Z_n = C_{n-1}^T \psi_n$$

【0027】

【数14】

$$\text{【数14】 } e_n = \bar{a}_n - z_n$$

【0028】ここで数15であり、

$$\text{【数16】 } K_n = P_{n-1} \psi_n (\psi_n^T P_{n-1} \psi_n + \lambda)^{-1}$$

【0032】

【数17】

$$\text{【数17】 } P_n = \frac{P_{n-1} - K_n \psi_n^T P_{n-1}}{\lambda}$$

【0033】

【数18】

$$\text{【数18】 } C_n = C_{n-1} + e_n K_n$$

【0034】ここで数19は数20の転置共役、数21はカルマン利得、数22は数23の誤差共分散行列、 u は数23の分散、 λ は忘却係数($0 < \lambda \leq 1$)である。

【0035】

【数19】

$$\text{【数19】 } \psi_n^*$$

【0036】

【数20】

$$\text{【数20】 } \psi$$

【0037】

【数21】

$$\text{【数21】 } K_n$$

【0038】

【数22】

$$\text{【数22】 } P_n$$

【0039】

【数23】

$$\text{【数23】 } C_n$$

【0040】TDMAシステムなどにおける各バーストの始めにはトレーニング系列を受信し、それを利用してタップ係数を適切な値に収束させる。すなわち、バーストの開始時には受信したトレーニング系列とトレーニング信号発生器13からの既知のトレーニング系列との差を推定誤差 e_n としてタップ係数を適切な値に収束させる。その後はデータを再生しながら、受信信号とその判定値との差を推定誤差 e_n として伝送路の変動にタップ係数を追従させる。

【0041】図7は、最適タップ係数の推定の従来方法

【0030】タップ係数の更新は、数16、数17、数18によって行なわれる。

10 【0031】

【数16】

1、図8は、従来方法2を示したものである。

【0042】従来方法1による方法ではトレーニング時、トラッキング時共にカルマンアルゴリズムによって等化を行う。この方法だとデータの区間も演算量が多いカルマンアルゴリズムを使用している。

20 【0043】従来方法2による方法ではトレーニング時(プリアンプル、ポストアンプル)に、カルマンアルゴリズムを、データ区間では等化を行わず、線形補間を行なう。即ち、データ部の k 番目のシンボルにおける利得 $c(k)$ は数24となる。

【0044】

【数24】

$$\text{【数24】 } C(k) = (K/N) \cdot C_{pos} + ((N-K)/N) \cdot C_{pre}$$

N_{pos} : ポストアンプルのシンボル数
 N_d : 情報シンボル数

30 【0045】この従来方法2では、演算量は従来方法1の1/7程度となるのがポストアンプルの冗長度により伝送効率は低下する。

【0046】図9は、従来例2の等化のメインルーチンを示す。

【0047】

【発明が解決しようとする課題】このように従来はトレーニング時、トラッキング時共にカルマンアルゴリズムによって等化を行なうが、トレーニング動作時は伝送路が未知であるか、又は伝送路の変動が大きいことが多いため、速い収束時間でタップ係数の初期値を設定する必要がある。

40 【0048】PLSアルゴリズムもしくはカルマンアルゴリズムでは、例えば最小2乗平均(LMS)アルゴリズムと比較してみてもタップ係数の2乗平均値が収束するのに約10倍ほどの繰り返し回数に差があり、もちろんLMSアルゴリズムの方が収束速度が遅い。このため、トレーニング時にカルマンアルゴリズムによりタップ係数の初期値を設定するための推定(等化处理)を行うことは好ましいことである。

【0049】しかしながら、従来の適応等化方式では、

データ（情報）信号受信時も計算量が多いRLSアルゴリズムあるいはカルマンアルゴリズムにより等化動作を行っているため、常時、計算量がばく大なものとなる。

【0050】推定すべきタップ係数の数を n とすると、推定値を得るために必要な乗算回数は、カルマンアルゴリズムで数25回、RLSアルゴリズムで数26回となる。これに対して、LMSアルゴリズムでは数27回であり、その差は大きい。

【0051】

【数25】

$$【数25】 \quad (3n^2 + 5n) / 2$$

【0052】

【数26】

$$【数26】 \quad (3n^2 + 9n) / 2$$

【0053】

【数27】

$$【数27】 \quad (2n + 1)$$

【0054】従来から考えられてきたデータ部分で演算量を削減する方法は、3種類ほど提案された。

【0055】第1はカルマンアルゴリズムにおける演算の冗長性を除く方法である。一例として、高速カルマンアルゴリズムがありこの方法によるとタップ数が20の分数間隔の場合に、演算量を約 $1/2$ に低減することが可能となる。

【0056】第2はバースト信号の構成をプリアンブル部分、データ部分、ポストアンブル部分の構成とし、順方向（前方）等化と逆方向（後方）等化と2回等化を行い、等化誤差の小さい方を判定することにより、再生する方法である。この場合は等化方向を反転することになるので、非最小位相条件を最小位相条件とすることができるのでフィードフォワードタップ数を減らすことができる。所要タップ数が $1/L$ になると、演算量は約 $2/L^2$ となる。

【0057】第3はプリアンブル信号、ポストアンブル信号を用いて最適タップ係数を求め、データ部分では等化処理を行わず、線形補間を行う方法である。すなわちプリアンブル信号時の等化処理されたタップ係数と、ポストアンブル信号時の等化処理されたタップ係数を1次関数で内挿することによって求める。この方法によると演算量は約 $1/7$ 程度に低減できる。

【0058】しかし、第1の方法では演算量の低減効果が約 $1/2$ 程度と低いことや、第2の方法、第3の方法ではプリアンブルあるいはポストアンブル部分をバースト毎に設けなければならないので伝送効率が低下するという問題がある。またそれに加えて第2の方法は2回等化を行い、等化誤差の小さい方を判定するため、処理がやや複雑になることや、第3の方法は直線補間のため、短波帯の回線のようなフェージングピッチが数Hz程度の伝送路の変動に追従できないという欠点が生ずる。

【0059】以上のように従来は情報信号受信時に、等

化器のタップ係数を伝送路の変動に追従させるための等化処理にカルマンアルゴリズムなどによりばく大な計算量を必要とし、又トレーニング系列のためにプリアンブル部及びポストアンブル部分を設けることは、伝送効率が低下するといった問題があった。

【0060】本発明の目的は、上記従来技術の課題に鑑み、伝送効率の向上及び等化処理による演算量の低減を達成する効果的な適応等化方式を提供することにある。

【0061】

10 【課題を解決するための手段】上記の目的は、受信波のトレーニング信号受信時には、適応等化器の各係数の初期値を一定の各符号期間毎にカルマンアルゴリズムによって自動調整し、情報信号受信時には、上記適応等化器の各係数を最小2乗平均アルゴリズムによって自動調整する適応等化方式によって達成される。

【0062】又上記の目的は、短波帯の2つ以上の周波数あるいは空間的に互に異なる受信波で、該異なる受信波が同一のデータで変調されたデータ伝送信号として常時送出される電波の、最適なものを選択して受信するダイバーシチ受信装置と、該受信波のトレーニング信号受信時は各係数の初期値を一定の各符号期間毎にカルマンアルゴリズムによって自動調整し、情報信号受信時は各係数を最小2乗平均アルゴリズムによって自動調整することにより適応等化処理をする適応等化器と、該適応等化出力の多値ディジタル変調波を復調して情報信号及びトレーニング信号からなる復調出力を得る復調回路とからなるダイバーシチ受信方式によって達成される。

30 【0063】更に上記の目的は、カルマンアルゴリズムを用いて受信波の伝送路の特性の推定及び送信信号の推定を行ない、該伝送路の特性の推定と送信信号の推定とを交互に行なうことにより等化及び情報信号の推定を行なう適応等化方式によって達成される。

【0064】又上記の目的は、短波帯の2つ以上の周波数あるいは空間的に互に異なる受信波で、該異なる受信波が同一のデータで変調されてデータ伝送信号として常時送出される電波の、最適なものを選択して受信するダイバーシチ受信装置と、カルマンアルゴリズムを用いて上記受信波の伝送路の特性の推定及び送信信号の推定を行ない、該伝送路の特性の推定と送信信号の推定とを交互に行なうことにより等化及び情報信号の推定を行なう適応等化器と、該適応等化出力の多値ディジタル変調波を復調して情報信号の復調出力を得る復調回路とからなるダイバーシチ受信方式によって達成される。

40 【0065】上記の手段によると、受信波のトレーニング信号受信時に、受信信号と既知トレーニング系列との差を推定誤差としてタップ係数の初期値を設定するのにカルマンアルゴリズムを用いたことにより収束速度を早くし、伝送効率を高めることができる。また情報信号受信時はLMSアルゴリズムによって演算量を少なくして、データを再生しながら伝送路の変動にタップ係数を

追従させて更新することができる。

【0066】又上記の他の手段によると、トレーニング信号を使用しないで等化を行ない、送信信号の推定をすることが可能となり、伝送効率を高めることができる。

【0067】

【発明の実施の形態】以下、本発明の実施の形態を詳細に説明する。

【0068】本発明の第1の実施形態は、短波帯の空間的あるいは周波数的にダイバーシチ処理を行なって受信するものにおいて、伝送路を推定するために、トレーニング信号を用いて、等化器を動作させ、初期引き込み時（トレーニングモード）には、伝送効率の点からタップ値をなるべく速く収束させるためのカルマンアルゴリズムもしくはRLSアルゴリズムにより等化を行う。

【0069】また、トラッキングモード時には、データ（情報ビット）を再生しながらLMSアルゴリズムにより、受信信号と、その判定値との差を推定誤差 e_n として伝送路の変動にタップ係数を追従させる。

【0070】このようなトラッキングモード時の適応アルゴリズムとして用いるLSMアルゴリズムについて以下に説明する。

【0071】カルマンアルゴリズムと同様に、時刻 $t = nT_s$ （ T_s ：シンボルレート）における等化出力 $Z(t)$ 、推定誤差 $e(t)$ 、タップ入力ベクトル数6をそれぞれ Z_n 、 e_n 、数7、数8、タップ係数ベクトル数9を、数10、数11、数12とすると、等化出力 Z_n 及び推定誤差 e_n は数13、数14、数15、タップ係数の更新は、数28によって行なう。

【0072】

【数28】

$$C_{n+1} = C_n + \mu e_n y(n)$$

μ ：ステップサイズパラメータ

【0073】これによるタップ係数の数を n とすると、推定値を得るために必要な乗算回数は前記したように数27となりカルマンルアゴリズムの数25に比較して極めて少なくなる。

【0074】図3は最適タップ係数の推定の本発明による方法を示したものである。本発明による方法では、伝*

$$[\text{数31}] \quad \hat{U}(t-i) \quad (i=P, P+1, \dots, P+n-1)$$

（ P は電送路のインパルス応答のピーク値を P_0 。とすると $P=P_0$ もしくは

$$P=P_0+1$$

【0084】新しいベクトル数32、数33を数34、数35とすると、

【0085】

【数32】

$$[\text{数32}] \quad \Theta(t)$$

【0086】

【数33】

* 送効率は図7の従来方法1と変わらず、しかもトラッキング時の等化も演算量の少ないLMSアルゴリズムを用い比較的簡単に演算量を少なくしてタップ係数を伝送路の変動に追従させることができ、HF伝搬のようにマルチパス遅延が最大3ms程度（データ長が100ms程度）の場合でも良好に収束させることが可能である。

【0075】図4は本発明の等化のメインルーチンを示したものである。

【0076】本発明の第2の実施形態は、短波帯の空間的あるいは周波数的にダイバーシチ処理を行なって受信するものにおいて、伝送路を推定するために、トレーニング信号を用いずにカルマンアルゴリズムを用いて伝送路の特性の推定及び送信信号の推定を行い、この伝送路の特性の推定と送信信号の推定を交互に行うことにより等化及び情報信号の推定を行なうものである。

【0077】図5はトレーニング信号を用いない判定帰還最適等化器（DFE）の構成図で、図1の構成におけるトレーニング信号発生器13は不用としたものである。図6は、判定回路14の詳細構成図を示し、タップ係数更新制御回路15は、この判定回路14の伝送路の特性の推定にもとずきタップ係数の更新制御を行なう。

【0078】数10の式の数16を $y(t)$ と書き換えて、又、フィードバックタップの順番1～ k を1～ n に、伝送路のインパルス応答を h_i （ $i=1, 2, \dots, n$ ）、送信信号及び受信信号をそれぞれ $u(t)$ 、 $y(t)$ とすると数29となる。

【0079】

【数29】

$$[\text{数29}] \quad y(t) = \sum_{i=1}^n h_i u(t-i) + v(t) \quad t=0, 1, \dots$$

30

【0080】 $u(t)$ は一般的に $u(t)$ と独立な不規則雑音である。

【0081】伝送路の推定は、送信信号の推定値数30を数31、

【0082】

【数30】

$$[\text{数30}] \quad \hat{U}(t-i)$$

【0083】

【数31】

$$[\text{数33}] \quad \mathcal{X}(t)$$

【0087】

【数34】

$$[\text{数34}] \quad \Theta(t) = [0, \dots, 0, h_1(t), \dots, h_n(t)]^T$$

【0088】

【数35】

$$\begin{matrix} 11 \\ \text{【数35】} \end{matrix} \quad \mathcal{X}(t) = [y(t), u(t), \dots, (t-n-p+1)]^T \quad \begin{matrix} 12 \end{matrix}$$

【0089】伝送路の特性の推定は判定回路のパラメータ推定部17において。状態推定部16から出力された送信信号の推定値数36が遅延部19で遅延されて入力される。

【0090】

【数36】

$$\text{【数36】} \quad \hat{u}(t-p)$$

$$\text{【数37】} \quad \mathbf{C}(t) = [h_n(t), h_{n-1}(t), \dots, h_1(t)]^T$$

* 【0091】一方、パラメータ推定部17には判定回路への入力信号 $y(t)$ が遅延部18でそれぞれ遅延されて入力される。これらの入力により次のような順序で伝送路の特性の推定が行われる。数37

【0092】

【数37】

【0093】タップ係数の推定値は数38となり、これによりタップ係数が更新される。

※ 【0094】

※ 【数38】

$$\text{【数38】} \quad \hat{e}(t) = \hat{e}(t-1) + K(t) e(t) \quad (\hat{e}(0) = 0)$$

【0095】この場合の推定誤差は数39となり、

★ 【0100】

【0096】

【数41】

【数39】

$$\text{【数41】} \quad K(t)$$

$$\text{【数39】} \quad e(t) = y(t-p+1) - \hat{\mathcal{X}}^T(t/t) \hat{e}(t-1)$$

【0101】

【0097】上記の数40は状態推定部16により推定され、入力される。

20 【数42】

【0098】また、数38の数41はカルマンゲインであり、数42、数43、数44となる。

$$\text{【数42】} \quad K(t) = \frac{P(t-1) \mathcal{X}(t)}{1 + \mathcal{X}^T(t) P(t-1) \mathcal{X}(t)}$$

【0099】

【0102】

【数40】

【数43】

$$\text{【数40】} \quad \mathcal{X}(t/t)$$

★

$$\text{【数43】} \quad P(t) = [I - K(t) \mathcal{X}^T(t)] P(t-1)$$

【0103】

☆ ☆ 【数44】

$$\text{【数44】} \quad P(0) = \alpha I \quad \alpha > 0 \quad (\text{ただし } I \text{ は単位行列})$$

【0104】次に送信信号の推定は状態推定部16により数45、数46、数47、数48と計算される。

$$\text{【数45】} \quad \hat{\mathcal{X}}(t/t) = \hat{\mathcal{X}}(t/t-1) + g(t) e(t)$$

【0106】

【0105】

【数46】

【数45】

$$\text{【数46】} \quad \hat{\mathcal{X}}(t/t-1) = \hat{A}(t-1) \hat{\mathcal{X}}(t-1/t-1) + b \bar{u}$$

ただし \bar{u} は送信信号の集合平均値 $E[u]$ であり既知である。

【0107】

【0108】

【数47】

40 【数48】

$$\text{【数47】} \quad e(t) = y(t) - \mathbf{C}^T \hat{\mathcal{X}}(t/t-1)$$

$$\begin{matrix} 13 \\ \text{【数48】} \end{matrix} \quad \hat{\mathbf{A}}(t-1) = \begin{pmatrix} 0 & h_1 & h_2 & \dots & h_{n-1} & h_n \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 & 0 \end{pmatrix} \quad \begin{matrix} 14 \\ \hat{\mathbf{x}}(o/o) = \begin{pmatrix} v(o) \\ u \\ \vdots \\ 0 \end{pmatrix}$$

$$\mathbf{b} = \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad \mathbf{c} = \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$$

【0109】ただし数49はカルマンゲインであり、数50、数51、数52、数53、数54となる。

【0110】

【数49】

$$\begin{matrix} * \\ \text{【数50】} \end{matrix} \quad \mathbf{g}(t) = \mathbf{M}(t/t-1) \mathbf{c} [\mathbf{c}^T \mathbf{M}(t/t-1) \mathbf{c}]^{-1}$$

【0112】

$$\begin{matrix} * \quad * \quad \text{【数51】} \\ \text{【数51】} \end{matrix} \quad \mathbf{M}(t/t-1) = \mathbf{A} \mathbf{P}(t-1/t-1) \mathbf{A}^T + \mathbf{b} \mathbf{b}^T \sigma_u^2 + \mathbf{d} \mathbf{d}^T \sigma_v^2$$

ただし σ_u^2 : 送信信号 $u(t)$ の分散
 σ_v^2 : 雑音の分散

【0113】

【数52】

$$\text{【数52】} \quad \mathbf{P}(t/t) = [\mathbf{I} - \mathbf{g}(t) \mathbf{c}^T] \mathbf{M}(t/t-1)$$

【0114】

【数53】

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} 0 & h_1 & h_2 & \dots & h_{n-1} & h_n \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 & 0 \end{pmatrix}$$

【0115】

【数54】

$$\text{【数54】} \quad \mathbf{P}(0/0) = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & \sigma_u^2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

【0116】判定回路14は、以上の伝送路の特性の推定と送信信号の推定を交互にくり返し、等化及び情報信号の推定を行なう。

【0117】なお、伝送路のインパルス応答はあらかじめ初期値を与える。この初期値は送信局と受信局の位置、時刻、季節、周波数等で定まる既略値を予じめメモリ20に記憶しておき、これを選択し、一定の周期毎に読み出し、初期値として入力することにより推定の効率及び確度を向上させることができる。

【0118】

【発明の効果】以上のように本発明によれば、トレーニングモード時にカルマンアルゴリズムによりタップ値を速く収束させ、伝送効率を向上させることができ、トラッキングモード時はLMSアルゴリズムにより演算量を

【数49】 $\mathbf{g}(t)$

【0111】

【数50】

少なくして比較的に簡単に伝送路の変動に追従させ、HF帯の変動や遅延などに耐えうる等化を行なうことができる。また、トレーニング信号を使用しないで等化を行ない、カルマンアルゴリズムを用いて送信信号を推定することが可能となり、伝送効率を向上させることができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】ダイバーシチ受信装置のブロック図、

【図2】判定帰還形適応等化器の構成図。

30 【図3】本発明の第1の実施形態のタップ係数の推定の説明図。

【図4】本発明の第1の実施形態の等化のメインルーチンの処理図。

【図5】本発明の第2の実施形態の判定帰還形適応等化器の構成図。

【図6】図5の一部回路の詳細構成図。

【図7】従来方法1のタップ係数の推定の説明図。

【図8】従来方法2のタップ係数の推定の説明図。

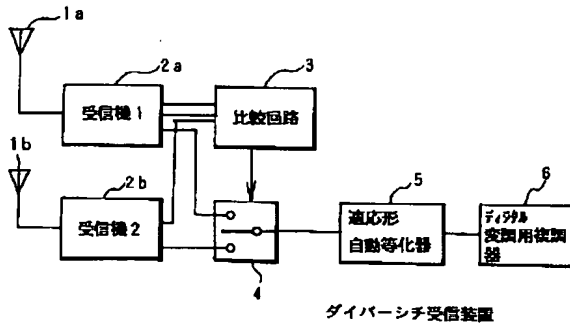
【図9】従来の等化のメインルーチンの処理図。

【符号の説明】

1 a, 1 b…アンテナ、2 a, 2 b…受信機、3…比較回路、4…スイッチ、5適応形自動等化器、6…デジタル変調用復調器、7-j f~7-1 f、7-1 a~7-k a…レジスタ、8-j f~8-1 f、8-1 a~8-k a…乗算器、9…加算器、10…判定回路、11…加算器、12…タップ係数更新制御回路、13…トレーニング信号発生器、14…判定回路、15…タップ係数更新制御回路、16…状態推定部（送信信号の推定）、17…パラメータ推定部（伝送路の特性の推定）、18、19…遅延部。

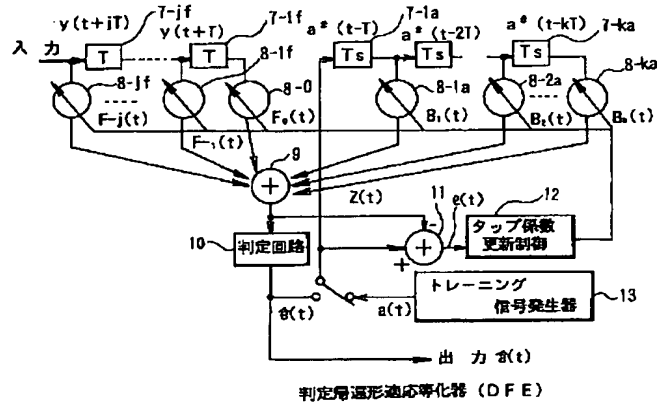
【図 1】

【図 1】



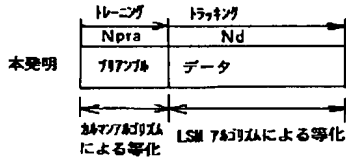
【図 2】

【図 2】



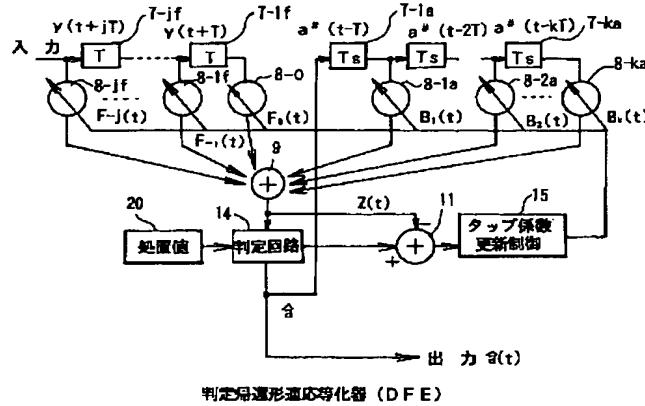
【図 3】

【図 3】



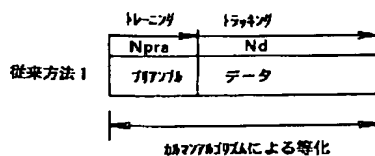
【図 5】

【図 5】



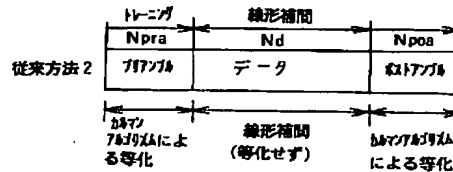
【図 7】

【図 7】



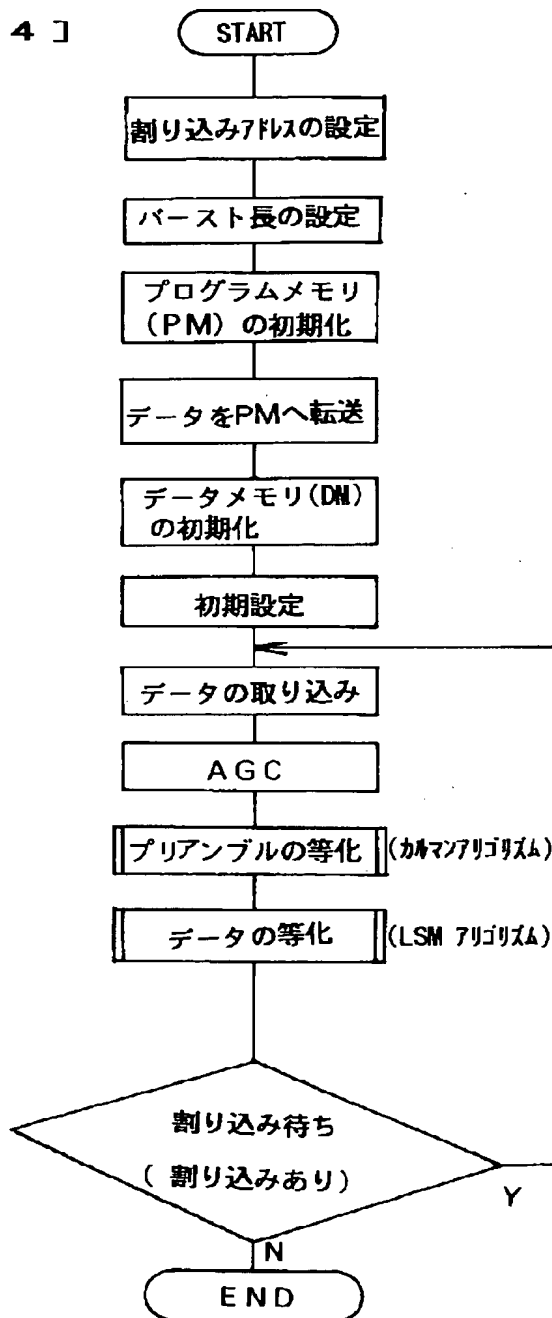
【図 8】

【図 8】



【図 4】

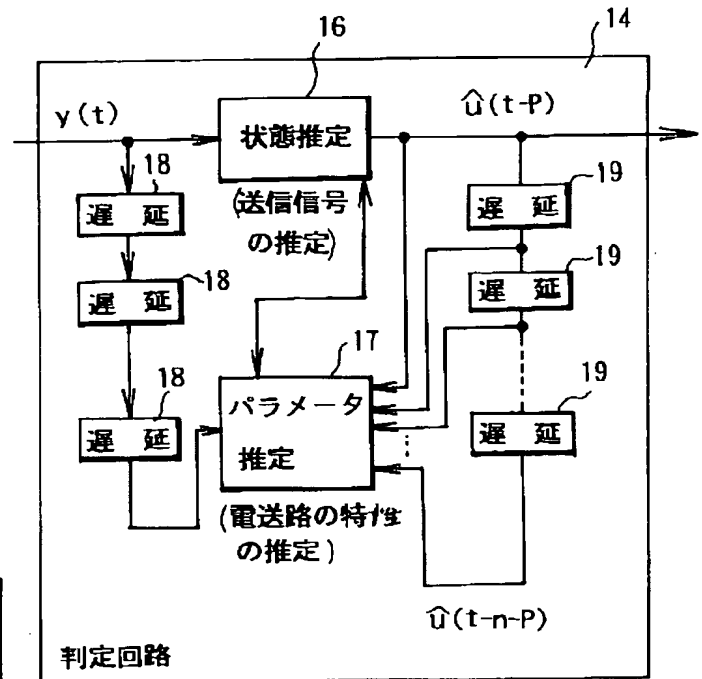
【図 4】



本発明の等化のメインルーチンの処理

【図 6】

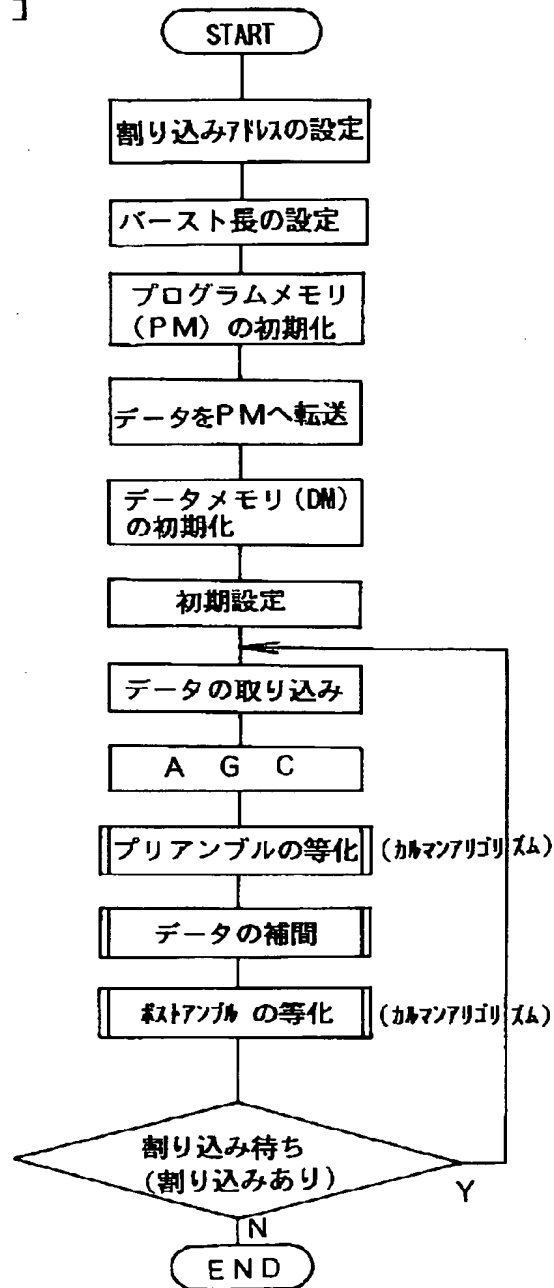
【図 6】



D F E の判定回路の構成

【図9】

【図9】



従来の等化のメインルーチンの処理

フロントページの続き

(51) Int. Cl.⁷

H 0 3 H 21/00
H 0 4 B 7/005
7/08

識別記号

F I

H 0 3 H 21/00
H 0 4 B 7/005
7/08

テーマコード(参考)

A

7/12
H O 4 L 27/38
27/01

7/12
H O 4 L 27/00

G
K

F ターム(参考) 5J021 AA02 AA03 AA04 AA05 AA06
CA06 DB02 DB03 DB04 EA04
FA17 FA20 FA26 FA32 GA08
HA05 HA06
5J023 DA03 DB03 DC06 DD09
5K004 AA08 JH02
5K046 AA05 EE06 EE10 EE56 EF02
EF13 EF15 EF23 EF46
5K059 AA08 CC03 CC06 DD01 DD39
EE02